

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 103 17 380.3  
**Anmeldetag:** 15. April 2003  
**Anmelder/Inhaber:** Infineon Technologies AG,  
81669 München/DE  
**Bezeichnung:** Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler  
**IPC:** H 02 M 3/156

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 15. April 2004  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident

Im Auftrag

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'Hilf'.

Sieck

## Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler

Die Erfindung betrifft Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler und insbesondere solche, die eine höhere Eingangsspannung in eine  
5 niedrigere Ausgangsspannung umwandeln.

Derartige Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler sind beispielsweise aus R. Köstner, A. Möschwitzer, „Elektronische Schaltungen“ Hansa-Verlag 1993, Seiten 281 bis 286 bekannt und umfassen  
10 eine Reihenschaltung einer Drossel und eines Kondensators, wobei über dem Kondensator eine Ausgangsspannung für eine Last abgegriffen wird und die Last einen Laststrom hervorruft, sowie einen Umschalter zum Aufschalten einer Eingangsspannung auf die Reihenschaltung oder zum Kurzschließen der  
15 Reihenschaltung. Die Steuerung des Umschalters erfolgt durch eine Steuerschaltung derart, dass der Umschalter die Reihenschaltung abwechselnd beispielsweise für eine erste Zeitdauer kurzschließt oder für eine zweite Zeitdauer auf die Eingangsspannung aufschaltet. Das Verhältnis der Zeitdauern (Pulsweitenmodulation) wird entsprechend der gewünschten Ausgangs-  
20 spannung geregelt.

Ein Problem bei derartigen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlern (DC/DC Converter) ist das dynamische Verhalten bei kleinen  
25 Ausgangsspannungen und insbesondere die Konstanz der Ausgangsspannung bei sich änderndem Laststrom. Unter kleiner Ausgangsspannung sind beispielsweise Spannungen von 5 V und weniger zu verstehen. Dabei sind vor allem Laststromänderungen von großen Lastströmen zu kleinen Lastströmen problematisch insbesondere dann, wenn nicht Dioden als Freilaufbau-  
30 elemente verwendet werden, sondern Synchrongleichrichter, die durch entsprechend angesteuerte Feldeffekttransistoren realisiert werden.

Ein solcher Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler ist beispielsweise in Figur 1 dargestellt. Dabei weist eine als Umschalter dienende Gegentaktendstufe zwei Transistoren  $Q_1$  und  $Q_2$  auf, die jeweils eine entsprechend gepolte Diode  $D_1$  bzw. eine Diode  $D_2$  (Body Dioden) zwischen ihren jeweiligen Source- und Drainanschlüssen aufweisen. Die Gegentaktendstufe ist mit einer Eingangsspannung  $U_E$  beaufschlagt derart, dass der Drainanschluss des als Synchrongleichrichter eingesetzten Transistors  $Q_1$  beispielsweise mit der Eingangsspannung  $U_E$  beaufschlagt ist während der Sourceanschluss des Transistors  $Q_2$  an Masse M angeschlossen ist. Der Drainanschluss des Transistors  $Q_2$  sowie der Sourceanschluss des Transistors  $Q_1$  sind miteinander verschaltet und bilden den Ausgang der Gegentaktendstufe. Die Gateanschlüsse der Transistoren  $Q_1$  und  $Q_2$  werden durch eine Treiberschaltung DR mittels Steuerspannungen  $V_{G1}$  und  $V_{G2}$  angesteuert, wobei als Bezugspunkt für die Steuerspannung  $V_{G1}$  der Ausgangsanschluss der Gegentaktendstufe und für die Steuerspannung  $V_{G2}$  Masse M dient. Die Treiberschaltung DR wird von einer Steuerschaltung CTR angesteuert, die ein pulsweitenmoduliertes Rechtecksignal in die Treiberschaltung DR einspeist.

Zwischen den Ausgang der Gegentaktendstufe und Masse M ist eine Reihenschaltung bestehend aus einer Spule L und einem Kondensator C geschaltet, wobei die Drossel L einen parasitären Widerstand  $R_s$  und der Kondensator C einen parasitären Widerstand  $R_p$  aufweist, die von ihrer Wirkung her seriell zur Drossel L bzw. zu dem Kondensator C liegen. Innerhalb der Reihenschaltung ist die Drossel L gegen den Ausgang der Gegentaktendstufe und der Kondensator C gegen Masse M geschaltet. An dem Abgriff zwischen Drossel L und Kondensator C kann eine Ausgangsspannung  $U_A$  gegen Masse M abgegriffen werden.

Mit der Ausgangsspannung  $U_A$  wird ein Lastwiderstand  $R_L$  gespeist, der einen Ausgangsstrom  $I_A$  hervorruft.

In die Drossel  $L$  fließt ein Strom  $I_L$ , der je nach Schaltzustand der Gegentaktendstufe im wesentlichen entweder durch einen durch den Transistor  $Q_1$  fließenden Strom  $I_{Q1}$  oder durch einen durch den Transistor  $Q_2$  fließenden Strom  $I_{Q2}$  gebildet wird.

Wie aus Figur 2 zu ersehen ist, ist der Stromanstieg  $di_L/dt$  in der Drossel  $L$  bei eingeschaltetem Transistor  $Q_1$  sehr viel größer als der Stromabfall  $-di_L/dt$  in der Drossel  $L$  bei eingeschaltetem Transistor  $Q_2$  (Transistor  $Q_1$  ausgeschaltet). Der Grund dafür ist, dass die treibende Spannung über der Drossel  $L$  beispielsweise bei einer Eingangsspannung von 12 V und einer Ausgangsspannung von 1,5 V sehr viel größer ist, wenn der Transistor  $Q_1$  eingeschaltet und der Transistor  $Q_2$  ausgeschaltet ist.

Im eingeschwungenen Zustand, also bei konstantem Laststrom, ist dieses Verhalten unproblematisch. Anders jedoch bei schnellen Laststromänderungen von hoher Last zu niedriger Last also beispielsweise von Volllast auf Leerlauf. Der Strom  $I_L$  in der Drossel und der Ausgangsstrom  $I_A$  (Laststrom) sind vor der Laststromänderung groß und zwar beide etwa gleich groß. Geht der Laststrom schlagartig auf einen sehr kleinen Wert zurück, so muss der eingeprägte Drosselstrom in den Kondensator  $C$  fließen. Der Strom  $I_L$  wird kleiner und kleiner bis er schließlich auf den Wert des Ausgangsstroms  $I_A$  (Laststroms) zurückgeht. Dabei lädt er den Kondensator  $C$  weiter auf, so dass sich die Ausgangsspannung  $U_A$  erhöht. In erster Näherung wird dabei die in der Drossel  $L$  gespeicherte Energie auf den Kondensator  $C$  übertragen.

Beim umgekehrten Lastwechsel hingegen, also bei einem Wechsel von kleiner Last zu großer Last, fließt zunächst ein sehr kleiner bzw. gar kein Strom  $I_L$  in der Drossel  $L$  und kaum ein Ausgangsstrom  $I_A$ . Wird der Laststrom und damit der Ausgangsstrom  $I_A$  plötzlich größer, so muss der erhöhte Strombedarf zunächst aus dem Kondensator  $C$  gedeckt werden, während der Strom  $I_L$  durch die Drossel  $L$  steigt. Dabei sinkt die Spannung über dem Kondensator  $C$  (in etwa die Ausgangsspannung  $U_A$ ) etwas ab und zwar so lange, bis der Strom  $I_L$  in der Drossel  $L$  die Größe des Ausgangsstromes  $I_A$  erreicht hat.

Die Differenz zwischen Ausgangsstrom  $I_A$  und Strom  $I_L$  durch die Drossel  $L$  muss der Kondensator  $C$  liefern bzw. muss in diesen hineinfließen. Dabei verringert oder erhöht sich seine Spannung und somit die Ausgangsspannung  $U_A$ . Da die Änderungsgeschwindigkeit des Stromes  $I_L$  bei Stromabfall sehr viel kleiner ist als beim Stromanstieg (siehe Figur 2), ist dieser Lastwechselfall, großer Laststrom auf kleinen Laststrom, sehr viel kritischer als der umgekehrte Fall, d.h. die Änderung der Ausgangsspannung (in diesem Fall Erhöhung) aufgrund des verzögerten Stromabfalls in der Drossel ist größer als im Falle eines Lastanstiegs. Insbesondere bei Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlern mit kleinen Ausgangsspannungen, sehr enger Toleranz der Ausgangsspannung und/oder hohem Laststrom (= viel Energie in der Drossel  $L$ ) muss dieser Fall eingehend berücksichtigt werden.

Herkömmliche Steuerschaltungen reagieren auf einen Lastwechsel allein mit veränderter Pulsweitenmodulation d.h. Anpassung des Verhältnisses der Schaltzeiten der Transistoren  $Q_1$  und  $Q_2$ . Insbesondere wird dabei die Einschaltdauer des Transistors  $Q_1$  verringert, wobei die Taktung regulär fortgesetzt

wird. Bei plötzlich kleiner werdendem Laststrom wird dabei die Einschaltdauer des Transistors  $Q_1$  weiter verkürzt bis er schließlich überhaupt nicht mehr eingeschaltet wird. Dagegen wird die Einschaltdauer des Transistors  $Q_2$  entsprechend verlängert. Da bei Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlern mit hohen Ausgangsströmen und kleinen Ausgangsspannungen der Transistor  $Q_2$  (Low-Side-Schalter) einen Einschaltwiderstand von nur wenigen Milliohm hat, ist die im Transistor  $Q_2$  (High-Side-Schalter) entstehende Verlustleistung relativ gering. Die in der Drossel  $L$  gespeicherte Energie wird daher weitgehend auf den Kondensator  $C$  übertragen. Das bedeutet, dass die Ausgangsspannung  $U_A$  in unzulässiger Weise ansteigen kann.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, bekannte Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler derart weiterzubilden, dass bei Lastabwürfen keine oder zumindest nur eine geringe Erhöhung der Ausgangsspannung auftritt.

Die Aufgabe wird gelöst durch einen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler gemäß Patentanspruch 1. Ausgestaltungen und Weiterbildungen des Erfindungsgedankens sind Gegenstand von Unteransprüchen.

Vorteil der vorliegenden Erfindung ist es, ohne großen zusätzlichen Schaltungsaufwand ein Ansteigen der Ausgangsspannung bei Lastabwurf zu verringern.

Erzielt wird dies bei einem Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler der eingangs genannten Art dadurch, das Mittel zum Erhöhen eines Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung mit Drossel und Kondensator zumindest bei mittels des Umschalters kurzgeschlossener Reihenschaltung erhöht wird, wenn der Laststrom um einen bestimmten Wert abfällt. Die Erfindung schlägt also

vor, bei einem Lastwechsel von hohen Lastströmen zu kleinen Lastströmen zumindest einen Teil der in der Drossel gespeicherten Energie in einem anderen Bauelement als dem die Ausgangsspannung führenden Kondensators als Verlustleistung umzusetzen. Auf diese Weise wird weniger Energie auf diesen Kondensator transferiert, so dass sich dessen Spannung und damit die Ausgangsspannung nicht bzw. nicht wesentlich erhöht. Dieses (ggf. zusätzliche) Bauelement bewirkt die Widerstandserhöhung aber nur im Falle des Lastabwurfes, so dass kein Einfluss auf die „normale“ Betriebsweise ausgeübt wird.

Vorzugsweise wird der Umschalter mittels einer Gegentaktendstufe, die einen zweiten Transistor zum Kurzschließen und einen ersten Transistor zum Aufschalten der Eingangsspannung aufweist, realisiert, wobei einer der Transistoren als Synchrongleichrichter dient.

Bevorzugt wird die Leistung beim Lastabwurf in den Umschalter umgesetzt. Hierzu wird vorteilhafterweise der zweite Transistor bei Auftreten des Lastabwurfs durch die Steuerschaltung in einen weniger leitenden Zustand gesteuert. Damit wird die überschüssige Leistung bei einem Lastabwurf in den zweiten Transistor zumindest teilweise umgesetzt, so dass die Spannung über dem Kondensator und damit die Ausgangsspannung nicht wesentlich ansteigt.

Als zweiter Transistor kann entweder ein Metall-Oxid-Semiconductor-Feldeffekttransistor (MOS-FET) oder ein Junction-Feldeffekttransistor (J-FET) vorgesehen werden. Die MOS-FETs weisen in der Regel eine parasitäre Diode auf (Bodydiode), während J-FETs eine derartige Diode nicht haben. Im Falle eines MOS-FETs würde also im Hinblick auf das in Figur 1 gezeigte Beispiel bei einem Lastabwurf der erste Transistor

( $Q_1$ ) ausgeschaltet werden und der zweite Transistor ( $Q_2$ ) ganz ausgeschaltet bleibt oder zumindest teilweise gesperrt wird. Der Strom  $I_L$  der Drossel  $L$  muss dann über die Bodydiode ( $D_2$ ) des zweiten Transistors ( $Q_2$ ) fließen, was wesentlich verlustreicher ist, als der Strompfad durch den zweiten Transistor  $Q_2$  im eingeschalteten Zustand. Dadurch wird zumindest ein Teil der Energie der Drossel  $L$  im zweiten Transistor  $Q_2$  umgesetzt, anstatt den Kondensator  $C$  aufzuladen.

Bei J-FETs, die keine Bodydiode haben oder speziellen MOSFETs ohne Bodydiode würden diese so angesteuert, dass entweder der Widerstand durch den zweiten Transistor selbst erhöht würde, wodurch ebenfalls Energie in erhöhtem Umfang im zweiten Transistor umgesetzt würde oder aber beide Transistoren werden komplett ausgeschaltet, so dass kein nennenswerter Strom durch diese fließt. In diesem Fall würde die in der Ausgangsdrossel gespeicherte Energie in einem anderen Bauelement partiell oder vollständig in Wärme umgesetzt werden oder aber auf einem anderen Energiespeicher wie z.B. einem weiteren Kondensator transferiert.

Das bedeutet, dass der zweite Transistor in einem Bereich gesteuert werden kann, in dem er ganz oder teilweise sperrt.

Anstelle der Implementierung der Widerstandserhöhung im Lastabwurfcase innerhalb des Umschalters kann auch zusätzlich ein drittes Element, insbesondere ein dritter Transistor vorgesehen werden, der bei einem Laststromabfall vom leitenden Zustand in einen weniger leitenden Zustand gesteuert wird. Der zweite Transistor bleibt dabei völlig durchgesteuert oder wird ebenfalls in einen weniger leitenden Zustand gebracht. Auf diese Weise wird kontrolliert die Leistung an dem dritten Transistor (oder drittem und zweitem Transistor) umgesetzt.



Der dritte Transistor kann dabei mit seiner Laststrecke seriell zur Laststrecke des zweiten Transistors geschaltet werden, kann aber auch in anderer Weise in Reihe oder parallel (J-FET) zur Drossel D geschaltet werden.

5

Der dritte Transistor kann dabei von der Steuerschaltung mitgesteuert werden oder aber auch autark durch eine zusätzliche den Laststrom auswertende Überwachungseinrichtung gesteuert werden.

10

Schließlich kann vorgesehen werden, dass der Laststrom direkt durch die Steuereinrichtung ausgewertet wird. Dazu wird vorzugsweise eine Strommesseinrichtung zwischen Kondensator und Last geschaltet. Damit lassen sich genauestens Laststromschwankungen feststellen. Bei geringeren Anforderungen kann jedoch auch auf eine direkte Laststromauswertung verzichtet werden, in dem Spannungsspitzen über dem Kondensator mit einer bestimmten Steilheit als Indiz für einen Lastabwurf ausgewertet werden. Alternativ kann zur Strommessung die Spannung über der Laststrecke des Transistors  $Q_2$  oder die Spannung der Induktivität L herangezogen werden. Daneben sind auch alle anderen gängigen Strommessverfahren anwendbar.

15

20

25

Die Erfindung wird nachfolgend anhand der in den Figuren der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiele näher erläutert. Es zeigt:

Figur 1 das Schaltbild einer allgemeinen Ausführungsform eines bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers zum Umwandeln größerer Spannungen in kleinere Spannungen,

30

Figur 2 den Verlauf des Drosselstroms bei dem Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Figur 1,

Figur 3 ein erstes Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers,

Figur 4 ein zweites Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers,

Figur 5 den Verlauf der Steuerspannungen  $V_{G1}$  und  $V_{G2}$  in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom (a) für den Fall ohne (b) und mit (c) erfindungsgemäßer Regelung und

Figur 6 den Verlauf verschiedener Parameter bei einem Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler ohne (a) und mit (b) erfindungsgemäßer Regelung.

Das in Figur 3 gezeigte Ausführungsbeispiel geht aus den in Figur 1 gezeigten bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler dadurch hervor, dass in die Source-Leitung des Transistors  $Q_2$  die Laststrecke eines weiteren Transistors  $Q_3$  geschaltet ist. Damit liegt der Sourceanschluss des Transistors  $Q_3$  an Masse M und sein Drainanschluss ist mit dem Sourceanschluss des Transistors  $Q_2$  verschaltet. Der Transistor  $Q_3$  wird durch eine Auswerteschaltung AWS gesteuert, die mittels eines in die Ausgangsleitung geschalteten Messwiderstandes  $R_M$  den Ausgangsstrom  $I_A$  ermittelt derart, dass sie die Spannung über dem Messwiderstand  $R_M$  auswertet und bei Auftreten eines Spannungsabfalls d.h. eines Abfalls des Ausgangsstroms  $I_A$  den Transistor  $Q_3$  von dem leitenden Zustand in einen weniger leitenden oder sogar sperrenden Zustand steuert.

Die bei dem Ausführungsbeispiel nach Figur 3 verwendeten Transistoren sind ausschließlich MOS-FETs und weisen parallel zu ihrer Laststrecke in Sperrrichtung liegende parasitäre Dioden  $D_1$  und  $D_2$ , d.h. sogenannte Body-Dioden auf.

5

Sofort nach einem Abfall des Ausgangsstroms  $I_A$  wird der Transistor  $Q_3$  durch die Auswerteschaltung AWS teilweise oder ganz gesperrt, wobei auch der Transistor  $Q_1$  durch die Steuerschaltung CTR gesperrt wird, da sich die Spannung  $U_A$  ebenfalls erhöht. Das bedeutet, dass der Strom  $I_L$  der Drossel  $L$  dann über die Body-Diode  $D_3$  fließen muss, was wesentlich verlustreicher ist, als der Strompfad durch den Transistor  $Q_2$  und  $Q_3$  im eingeschalteten Zustand. Dadurch wird zumindest ein Teil der in der Drossel  $L$  gespeicherten Energie in dem Transistor  $Q_3$  umgesetzt, anstatt den Kondensator  $C$  aufzuladen und damit die Ausgangsspannung  $U_A$  zu erhöhen.

10

15

20

Darüber hinaus kann bei dem Ausführungsbeispiel nach Figur 3 entweder durch die Auswerteschaltung AWS oder aber auch durch die Steuerschaltung CTR auch der Transistor  $Q_2$  gesperrt werden, so dass dann die Body-Dioden  $D_2$  und  $D_3$  zur Energieumsetzung zur Verfügung stehen.

25

30

Auch das Ausführungsbeispiel nach Figur 4 geht ebenfalls aus dem in Figur 1 dargelegten bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler hervor, wobei jedoch anstelle zweier MOS-FETs zwei J-FETs  $Q'_1$  und  $Q'_2$  verwendet werden, die entsprechend die MOS-FETs  $Q_1$  und  $Q_2$  aus Figur 2 ersetzen. Darüber hinaus ist in den Lastzweig wiederum der Messwiderstand  $R_M$  gesetzt, dessen über ihn abfallende Spannung nun durch die Steuerschaltung CTR ausgewertet wird. Darüber hinaus wertet die Steuerschaltung CTR weiterhin auch die Ausgangsspannung  $U_A$  aus.

Wie auch schon beim Ausführungsbeispiel nach Figur 3 werden auch beim Ausführungsbeispiel nach Figur 4 die parasitären Widerstände  $R_s$  und  $R_p$  aus Figur 1 der besseren Übersichtlichkeit halber weggelassen.

5

Da die bei dem Ausführungsbeispiel nach Figur 4 verwendeten J-FETs  $Q'_1$  und  $Q'_2$  keine Body-Dioden aufweisen, wird bei Auftreten eines Lastabwurfs der als Synchrongleichrichter vorgesehene Transistor  $Q'_2$  nicht vollständig gesperrt sondern nur dessen Widerstand um einen bestimmten Wert, der geeignet ist die in der Drossel  $L$  gespeicherte Energie so umzusetzen, dass die Ausgangsspannung  $U_A$  nicht oder nur unwesentlich erhöht wird. Um bei zu langsamem Aufsteuern des Transistors  $Q'_2$  zu verhindern, dass dieser überlastet wird, kann zudem eine Diode  $D_4$  parallel zu seiner Laststrecke vorgesehen sein, die die gleiche Wirkung hat wie die Body-Diode  $D_2$  in Figur 3.

10

15

20

Den Vergleich der Wirkungsweisen der in den Figuren 1 und 4 gezeigten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler verdeutlicht Figur 5. In Figur 5 (a) ist über der Zeit  $T$  der Verlauf des Ausgangsstroms  $I_A$  dargestellt. Der Ausgangsstrom  $I_A$  wird dabei als konstant angenommen bis zu einem Zeitpunkt  $t_D$  an dem der Laststrom auf fast annähernd null abfällt.

25

30

Bei der Anordnung nach Figur 1 wird gemäß Figur 5 (b) die Steuerschaltung derart reagieren, dass sie das Pulsweitenmodulationsverhältnis nach dem Zeitpunkt  $t_D$  verringert, so dass die Ausgangsspannung langsam wieder auf den alten Wert ausgeglichen wird. Aus Figur 5 (b) ist dabei zu ersehen, dass die Transistoren  $Q_1$  und  $Q_2$  invers angesteuert werden, d.h. dass die Spannung  $V_{G1}$  auf einem hohen Pegel ist, wenn die Spannung  $V_{G2}$  auf einem niedrigen Pegel ist und umgekehrt.

Hingegen wird bei dem Ausführungsbeispiel nach Figur 4 wird gemäß Figur 5 (c) ab dem Zeitpunkt  $t_D$  die Steuerspannung  $V_{G1}$  auf 0 gesetzt und damit der Transistor  $Q'_1$  gesperrt. Die Spannung  $V_{G2}$  wird auf einen solchen Wert gesetzt, dass die Laststrecke des Transistor  $Q'_2$  einen bestimmten Widerstand darstellt, über den die Drossel  $L$  abkommutiert. Danach regelt die Steuerschaltung CTR die Ausgangsspannung  $U_A$  in üblicher Weise wieder weiter. Es besteht folglich für eine bestimmte Zeit nach dem Auftreten eines Lastabwurfs ein deutlicher Unterschied in der Regelungsweise zwischen der bekannten Anordnung nach Figur 1 und der erfindungsgemäßen Anordnung nach Figur 4.

In der Figur 6 sind zur weiteren Verdeutlichung verschiedene Parameter über der Zeit  $t$  nach Auftreten eines Lastabwurfs zum Zeitpunkt  $t_D$  für einen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler ohne (a) und mit (b) erfindungsgemäßer Regelung dargestellt. Die dargestellten Parameter sind im einzelnen die Temperatur  $T_j$  am Transistor  $Q_2$  bzw. am Transistor  $Q'_2$ , die Spannung am Ausgang  $U_A$  sowie den Strom  $I_L$  in der Drossel  $L$ . Der Verlauf der Transistortemperatur  $T_j$  zeigt beim bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler (a) einen langsamen und moderaten Anstieg, der sich wiederum langsam und moderat abbaut, während bei der erfindungsgemäßen Wandleranordnung die Temperatur sehr schnell auf einen hohen Wert erhöht, um dann jedoch auch wieder schnell abzufallen. Aus diesem Temperaturverlauf ist zu sehen, dass in dem Transistor  $Q'_2$  kurzfristig eine hohe Energie umgesetzt wird. Wie aus dem Vergleich der Ausgangsspannungen dann zu ersehen ist, steht diese Energie nicht mehr für die Erhöhung der Ausgangsspannung  $U_A$  zur Verfügung, wodurch bei erfindungsgemäßer Regelung nur ein kleiner Spannungsanstieg erfolgt, der dann jedoch auch wieder rasch abklingt (b). Dem gegenüber erhöht sich die Ausgangsspannung  $U_A$

bei einem bekannten Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler deutlich und verharzt auch wesentlich länger in diesem Zustand, da die Spannung ausschließlich durch den allgemeinen Regelmechanismus über die Pulsweitenmodulation ausgeglichen werden muss.

5

Schließlich zeigt Figur 6 noch den Verlauf des Stromes  $I_L$ , der den Kondensator C am Ausgang lädt. Wie zu ersehen ist, fällt der Strom  $I_L$  wesentlich schneller ab bei der erfindungsgemäßen Wandleranordnung im Gegensatz zu der bekannten Anordnung. Da die vom Stromverlauf eingeschlossene Fläche die Energie angibt, die in den Kondensator fließt, ist aus Figur 6 gleich zu ersehen, dass der Kondensator C bei einem erfindungsgemäßen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler wesentlich weniger Energie bei einem Lastabwurf erhält.

15

Bezugszeichenliste:

	CTR	Steuerschaltung
	DR	Treiberschaltung
20	$V_{G1}, V_{G2}$	Steuerspannungen
	$Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2, Q_3$	Transistoren
	L	Drossel
	C	Kondensator
	$R_S, R_P$	Parasitäre Widerstände
25	$R_L$	Lastwiderstand
	$R_M$	Messwiderstand
	$I_{Q1}, I_{Q2}, I_L, I_A$	Ströme
	$U_E, U_A$	Spannungen
	M	Masse
30	t	Zeit
	$t_D$	Zeitpunkt des Lasteinbruchs
	$T_j$	Transistortemperatur
	D1, D2, D3, D4	Dioden

## Patentansprüche

1. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler mit

einer Reihenschaltung einer Drossel (L) und eines Kondensators (C), wobei über dem Kondensator (C) eine Ausgangsspannung ( $U_A$ ) für eine Last ( $R_L$ ) abgegriffen wird und die Last ( $R_L$ ) einen Laststrom ( $I_A$ ) hervorruft,

einem Umschalter ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) zum Aufschalten einer Eingangsspannung ( $U_E$ ) auf die Reihenschaltung oder zum Kurzschließen der Reihenschaltung,

einer Steuerschaltung (CTR) zum Steuern des Umschalters ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) derart, dass der Umschalter ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) die Reihenschaltung abwechselnd kurzschließt oder auf die Eingangsspannung ( $U_E$ ) aufschaltet, und

einem Mittel ( $Q_2, Q'_2, Q_3$ ) zum Erhöhen eines Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung zumindest bei mittels des Umschalters ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) kurzgeschlossener Reihenschaltung, wenn der Laststrom ( $I_A$ ) um einen bestimmten Wert abfällt.

2. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 1, bei dem der Umschalter ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) eine Gegentaktendstufe mit Transistoren ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) aufweist, von denen ein erster Transistor ( $Q_1, Q'_1$ ) zum Aufschalten der Eingangsspannung ( $U_E$ ) auf die Reihenschaltung und ein zweiter Transistor ( $Q_2, Q'_2$ ) zum Kurzschließen der Reihenschaltung vorgesehen ist.

3. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 2, bei dem als Mittel zum Erhöhen des Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung der zweite Transistor ( $Q_2, Q'_2$ ) vorgesehen ist, wobei

der zweite Transistor ( $Q_2$ ,  $Q'_2$ ) durch die Steuerschaltung (CTR) in einen weniger leitenden Zustand gesteuert wird.

4. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 2 oder 3, bei dem der zweite Transistor ( $Q_2$ ) ein Metall-Oxid-Semiconductor-Feldeffekttransistor ist.

5. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 2 oder 3, bei dem der zweite Transistor ( $Q'_2$ ) ein Junction-Feldeffekttransistor ist.

6. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 2, bei dem als Mittel zum Erhöhen des Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung der zweite Transistor ( $Q_2$ ,  $Q'_2$ ) vorgesehen ist, wobei der zweite Transistor ( $Q_2$ ,  $Q'_2$ ) durch die Steuerschaltung in den sperrenden Zustand gesteuert wird.

7. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 1, bei dem als Mittel zum Erhöhen des Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung ein dritter Transistor ( $Q_3$ ) vorgesehen ist, der bei Auftreten eines Laststromabfalls vom leitenden Zustand in einen weniger leitenden Zustand gesteuert wird.

8. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach Anspruch 7, bei dem der dritte Transistor ( $Q_3$ ) durch eine den Laststrom auswertende Überwachungseinrichtung (AWS) gesteuert wird.

9. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler nach einem der Ansprüche 1 bis 8, bei dem der Laststrom ( $I_A$ ) durch die Steuereinrichtung (CTR) ausgewertet wird.



## Zusammenfassung

## Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler

5 Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler mit einer Reihenschaltung ei-  
ner Drossel (L) und eines Kondensators (C), wobei über dem  
Kondensator (C) eine Ausgangsspannung ( $U_A$ ) für eine Last ( $R_L$ )  
abgegriffen wird und die Last ( $R_L$ ) einen Laststrom ( $I_A$ ) her-  
vorrufen, einem Umschalter ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) zum Aufschalten  
10 einer Eingangsspannung ( $U_E$ ) auf die Reihenschaltung oder zum  
Kurzschließen der Reihenschaltung, einer Steuerschaltung  
(CTR) zum Steuern des Umschalters ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) derart,  
dass der Umschalter ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) die Reihenschaltung ab-  
wechselnd kurzschließt oder auf die Eingangsspannung ( $U_E$ )  
15 aufschaltet, und einem Mittel ( $Q_2, Q'_2, Q_3$ ) zum Erhöhen eines  
Widerstandes seriell zu der Reihenschaltung zumindest bei  
mittels des Umschalters ( $Q_1, Q_2, Q'_1, Q'_2$ ) kurzgeschlossener  
Reihenschaltung, wenn der Laststrom ( $I_A$ ) um einen bestimmten  
Wert abfällt.

20

Figur 3

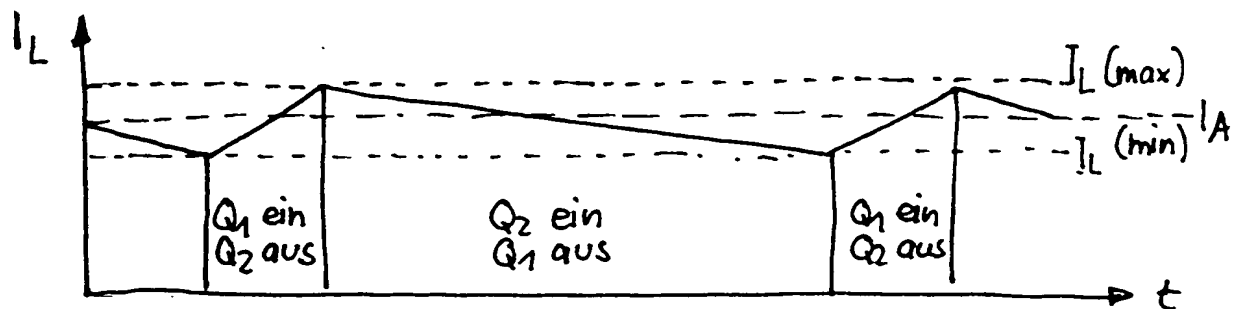
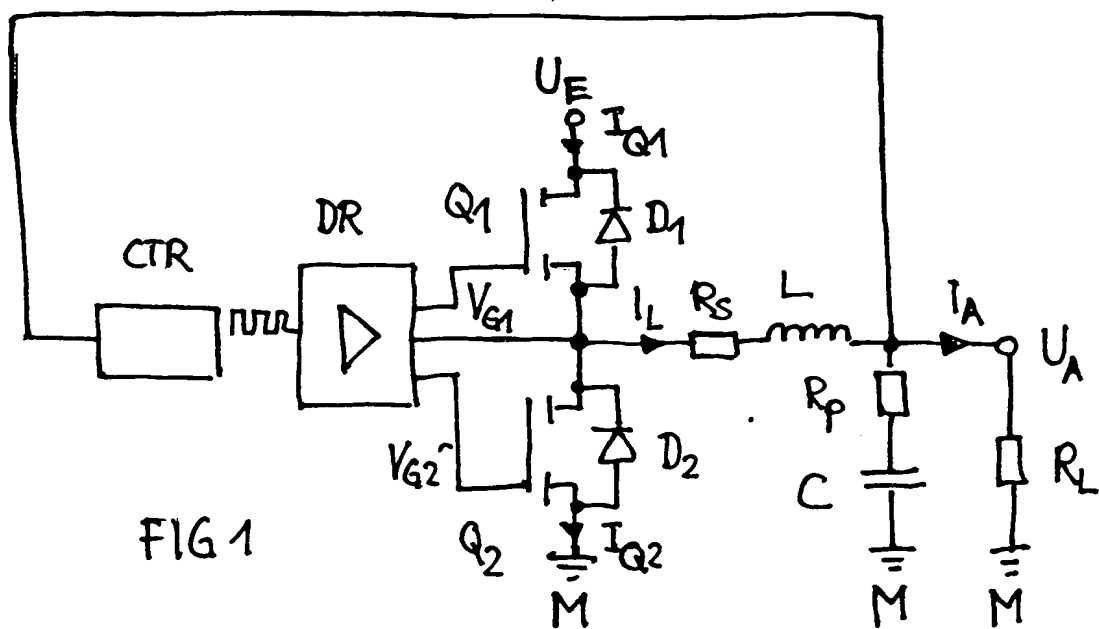


FIG 2

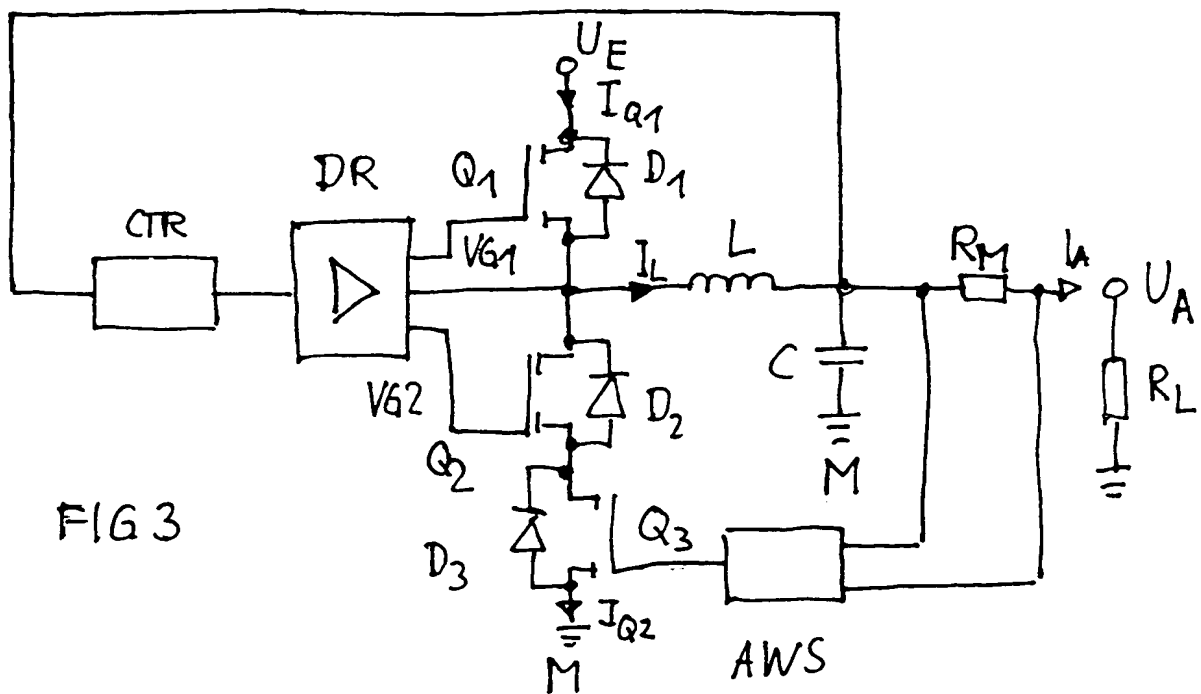
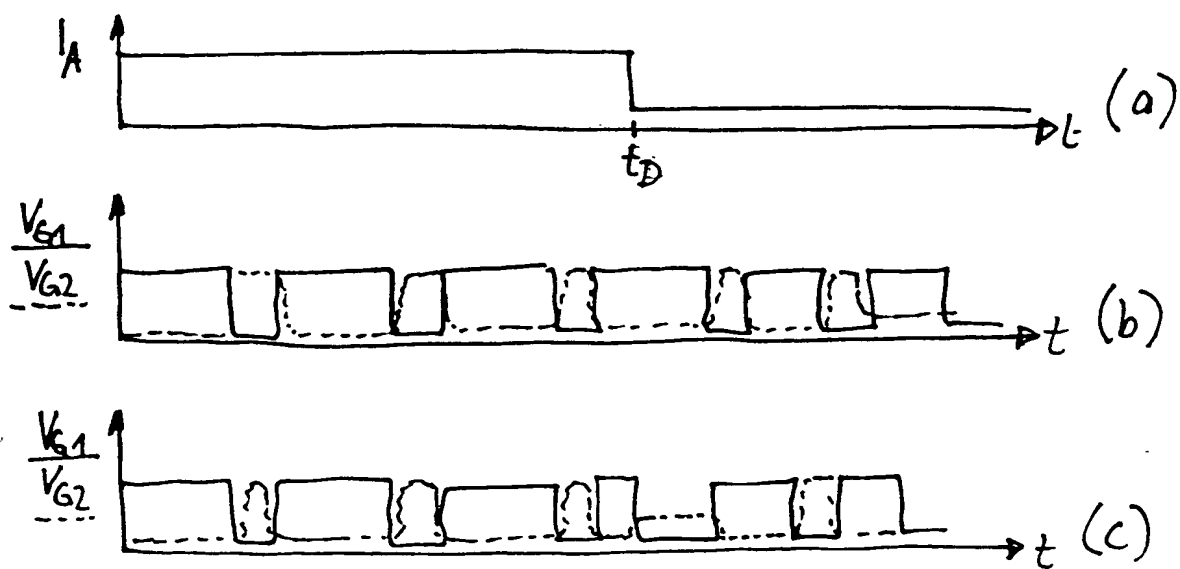
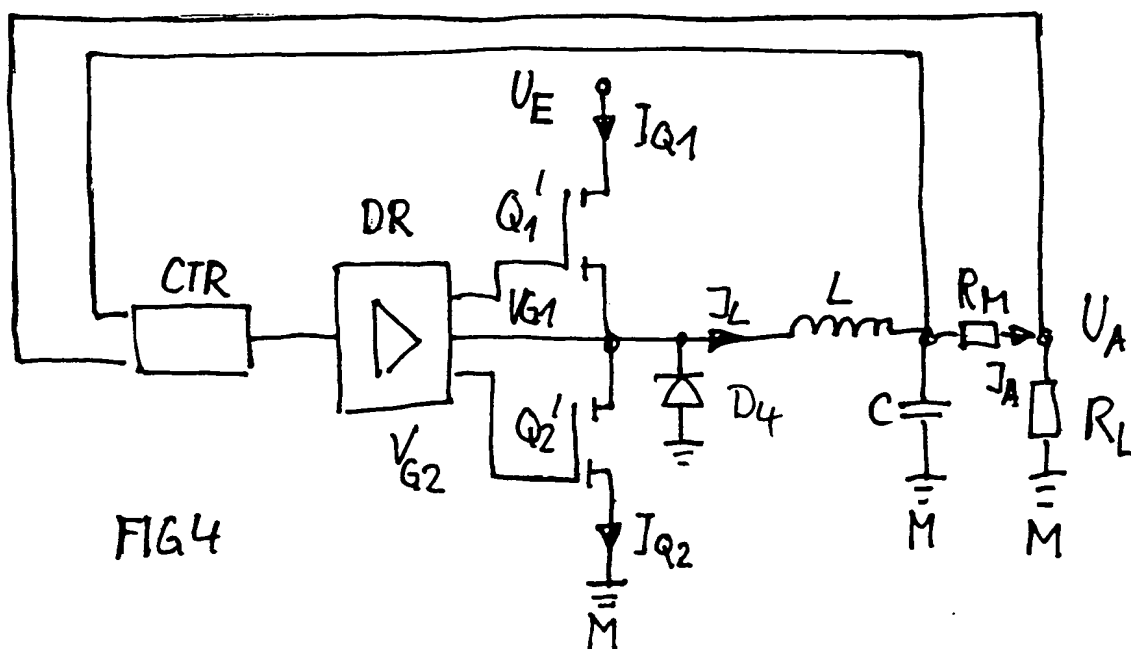


FIG 3



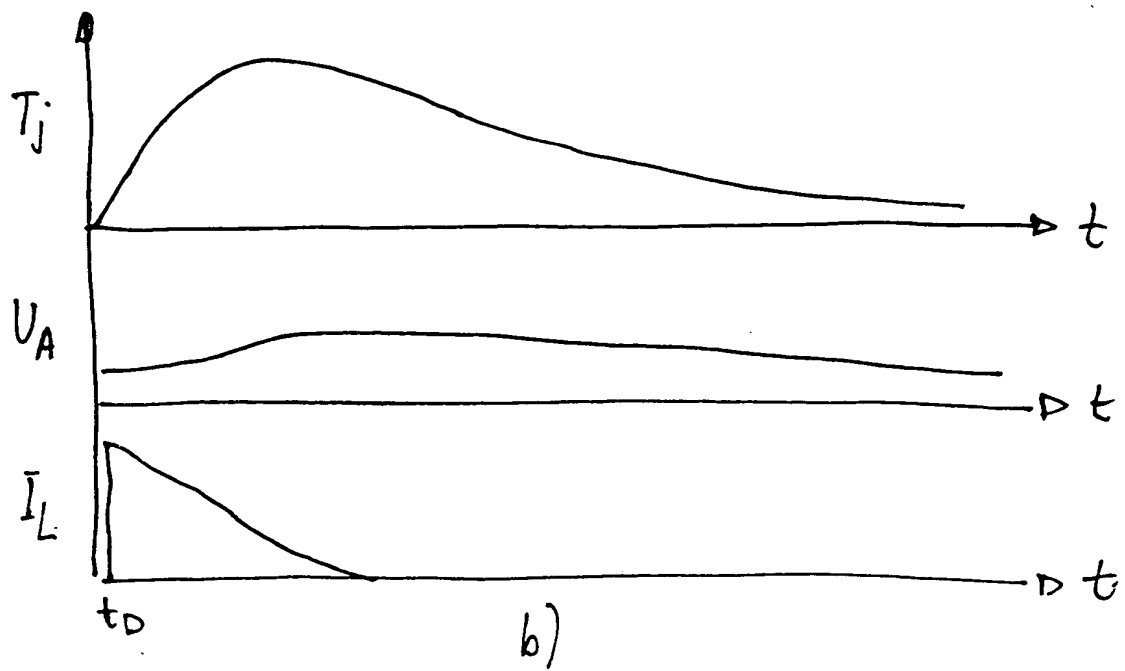
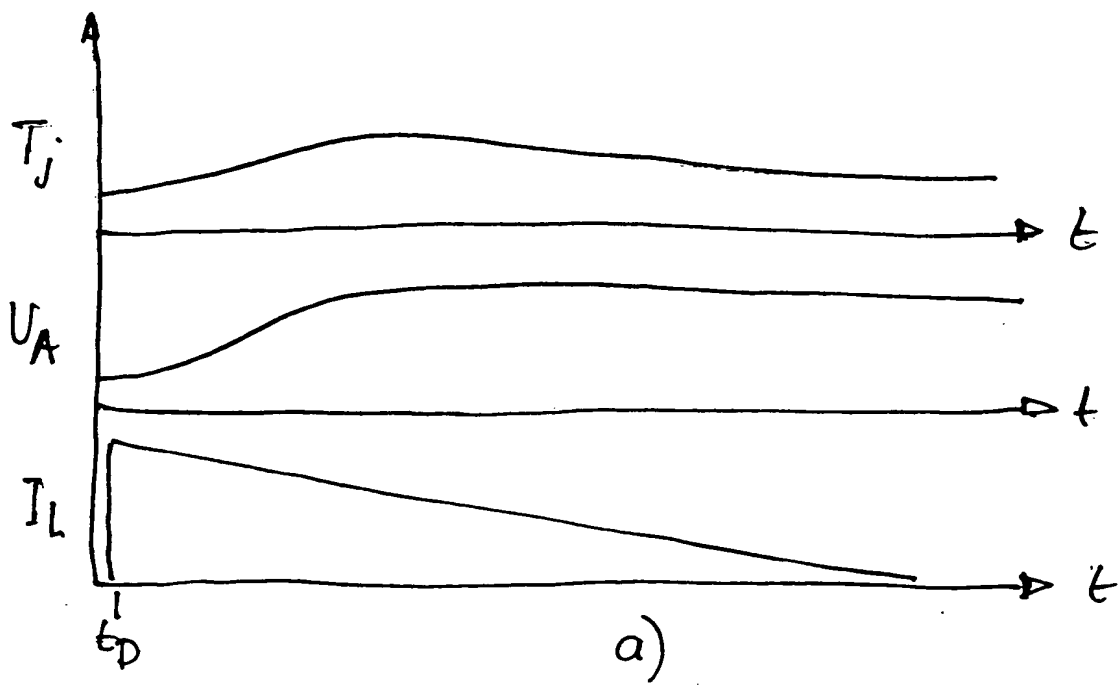


FIG 6

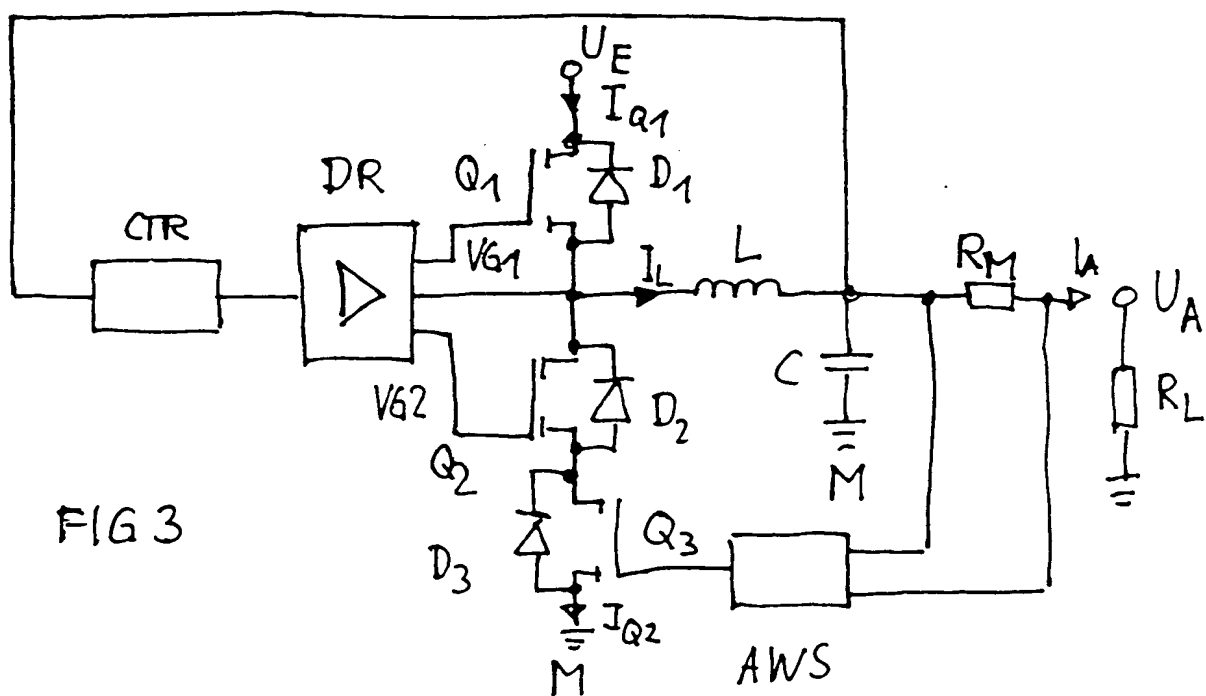


FIG 3